

結合インダクタを用いた Cockcroft-Walton 回路の 出力電圧リップル低減に関する一検討

学生員 安田 匠* 正員 南 政孝*

A Consideration of Suppression of Output Voltage Ripple in Cockcroft-Walton Circuit with Coupled-Inductor

Takumi Yasuda*, Student Member, Masataka Minami*, Member

(2019年3月26日受付, 2019年5月3日再受付)

This letter shows that a coupled-inductor suppresses the output voltage ripple in the Cockcroft-Walton (CW) circuit. The coupled-inductor plays two roles: boost of the output voltage by resonance with the parasitic capacitance in the CW circuit and suppression of the output voltage ripple. First, the amplitude and phase of the output voltage ripple in the CW circuit are theoretically derived. Then, a design procedure for the coupled-inductor is shown. The experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed method.

キーワード: Cockcroft-Walton 回路, 結合インダクタ, 出力電圧リップル

Keywords: Cockcroft-Walton circuit, coupled-inductor, output voltage ripple

1. はじめに

古くから, 高昇圧比整流器として Cockcroft-Walton (CW) 回路⁽¹⁾が広く用いられている。CW 回路では, ダイオードの接合容量に流れる電流が出力電圧リップルの原因になることが知られている⁽²⁾。出力電圧リップルの低減を目的として, 別電源を用いてリップルを打ち消す方法⁽³⁾, 対称 CW 回路⁽⁴⁾などが提案されている。しかしながら, これらの回路は従来の CW 回路に比較して多くの素子を必要とすることから, 回路が複雑かつ大型化する。

著者らは過去に, 入力側にインダクタを挿入した CW 回路 (共振 CW 回路) を提案している⁽⁴⁾。共振 CW 回路はインダクタと CW 回路の等価容量との共振によって昇圧を行ない, 従来 CW 回路と比較して高い昇圧比を達成できる。本レターでは, 共振 CW 回路に結合インダクタを適用することでダイオードの接合容量に起因する出力電圧リップルを抑制する方法を提案し, 実機にてその効果を検証する。

2. 提案 CW 回路の動作原理と設計

Fig. 1 に, 提案する N 段共振 CW 回路を示す。提案回路では, CW 回路の入力側に結合インダクタ T を接続している。ただし, Fig. 1 における L_1 および L_2 は自己インダクタンス, $L_m = k(L_1 L_2)^{1/2}$ は相互インダクタンスである。提案 CW 回路における結合インダクタ T は, 共振インダクタ

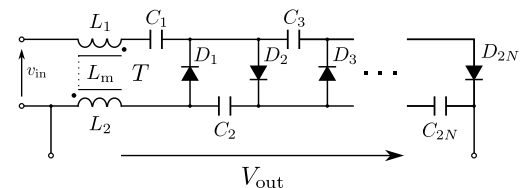


Fig. 1. N -stage resonant Cockcroft-Walton circuit with coupled-inductor.

と出力電圧リップル低減の役割を果たす。なお, 以下の解析には正弦波近似を用いている。

Fig. 2 の等価回路に示すように, 軽負荷の CW 回路ではダイオードを接合容量 C_i とみなすことができる⁽²⁾。そのため, CW 回路ではダイオードのオンオフに関わらず各コンデンサを通過する電流経路が存在し, 出力電圧リップルの原因となっている。一般的に, コンデンサ C_1, \dots, C_{2N} の静電容量はダイオードの接合容量 C_i の静電容量に比較して十分に大きいため, コンデンサ C_1, C_2, \dots, C_{2N} は短絡とみなすことができる。つまり, Fig. 2 の等価回路はコンデンサ C_1 が並列に $2N$ 個接続された回路に近似できる。そのため, 入力電流 I_{in} はそれぞれのダイオードに $I_{in}/2N$ だけ均等に分流される。ここで, 偶数番コンデンサ $C_2, \dots, C_{2n}, \dots, C_{2N}$ に流れる電流 I_{2n} はダイオード電流の和で表されることから, (1) 式のように求められる。

$$I_{2n} = \frac{2N - (2n - 1)}{2N} I_{in} \dots \dots \dots (1)$$

入力交流電流 I_{in} に起因する電圧振動 δV_{out} は Fig. 2 にお

* 神戸市立工業高等専門学校
 〒651-2194 神戸市西區学園東町 8-3
 Dept. of Electrical Engineering, Kobe City College of Technology
 8-3, Gakuenhigashi, Nishi-ku, Kobe 651-2194, Japan

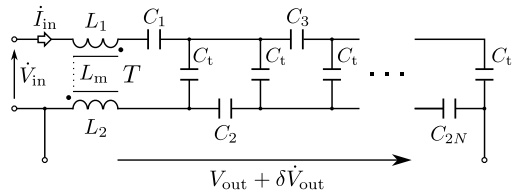


Fig. 2. Equivalent CW circuit with off-diodes.

ける偶数番コンデンサ C_2, C_4, \dots, C_{2N} による電圧降下に等しい。そのため、出力電圧の交流成分 δV_{out} は (1) 式より、(2) 式で表される。ただし、コンデンサ C_1, \dots, C_{2N} の静電容量は C 、入力電流 I_{in} の角周波数を ω 、虚数単位を j とする。

$$\delta V_{out} = j\omega(L_2 + L_m) + \sum_{n=1}^N \frac{I_{2n}}{j\omega C} \dots \dots \dots (2)$$

(2) 式より、結合インダクタ T を用いない場合の出力電圧リップル δV_{out} は入力電流 I_{in} に対して遅れ位相となることが分かる。したがって本提案手法では、(2) 式が最小となる自己インダクタンス L_2 および相互インダクタンス L_m を算出することにより、出力電圧リップル δV_{out} を最小とする。ただし、結合インダクタ T には共振インダクタとしての役割もあるため、所望の共振角周波数 ω_r に対して (3) 式を満たす必要がある。(3) 式における C_{all} は CW 回路の等価容量であり、本レターにおいてはダイオードの接合容量の並列和で求めている⁽⁴⁾。

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2L_m) C_{all}}} \dots \dots \dots (3)$$

(2) 式および (3) 式より、自己インダクタンス L_1 および L_2 を求められる。ただし、本レターにおける結合インダクタ T においては結合度 $k = 1$ と仮定している。

$$L_1 = \frac{1}{\omega_r^2} \left(\frac{1}{C_{all}} - \frac{N^2 C_{all}}{4C^2} \right), \quad L_2 = \frac{N^2 C_{all}}{4\omega_r^2 C^2} \dots \dots \dots (4)$$

本レターでは、(4) 式の設計方法の妥当性を検証するため、段数 $N = 5$ 、共振角周波数 $\omega_r = 2\pi \cdot 650 \text{ kHz}$ 、コンデンサ $C = 4700 \text{ pF}$ とする。また、出力電圧 $V_{out} = 500 \text{ V}$ と設定し、データシートよりダイオードの接合容量は 50 pF 、CW 回路の等価容量 $C_{all} = 500 \text{ pF}$ とする[†]。この条件において結合インダクタを製作し、次章において効果を検証する。製作した結合インダクタは、自己インダクタンス $L_1 = 63.8 \mu\text{H}$ および $L_2 = 7.3 \mu\text{H}$ 、結合度 $k = 0.98$ である。

3. 実験的検証

Fig. 1 に示すように結合インダクタ T を挿入した場合と Fig. 1 において単一のインダクタのみを L_1 の位置に挿入した場合を比較する。ただし、単一のインダクタを用いた場合は、(3) 式に示した共振角周波数が本実験における結合インダクタ T と一致するようなインダクタンス ($113 \mu\text{H}$) に設定している。本実験では、入力電圧 v_{in} は振幅 11 V の矩形波、負荷 $R = 250 \text{ k}\Omega$ とする。

[†] 本稿では詳細を割愛するが、ダイオードの接合容量に電圧依存特性があり、その検討についても報告されている⁽⁵⁾。

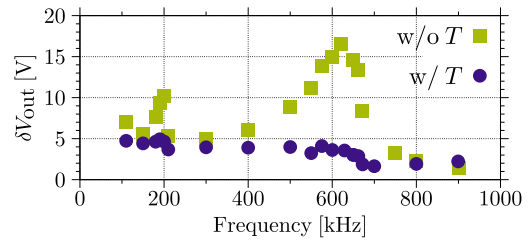


Fig. 3. Frequency characteristics of alternative components in output voltage.

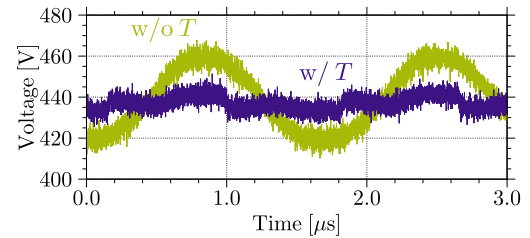


Fig. 4. Output voltage waveforms at 600 kHz.

Fig. 3 に出力電圧 V_{out} における交流成分の周波数特性を示す。“w/o T ” が単一インダクタ、“w/ T ” が結合インダクタ T を用いた結果である。結合インダクタ T によってほぼ全ての周波数において出力電圧 V_{out} の交流成分が低減している。共振 CW 回路の共振周波数 650 kHz 付近では、出力電圧 V_{out} の交流成分が $1/4$ 程度に抑制されている。

Fig. 4 に結合インダクタの有無による出力電圧波形を示す。単一インダクタを用いた場合、出力電圧 V_{out} の基本周波数成分 (600 kHz) は入力電圧 v_{in} の周波数に等しい。一方で、結合インダクタ T によって出力電圧 V_{out} の基本周波数成分が減少している。なお残る交流成分には二次以上の高調波が主に含まれている。また、設計誤差や負荷電流も交流成分の原因となっていると考えられる。

なお提案方式では、結合インダクタ T の適用による出力電圧や入力電流の特性に変化は見られなかった。結合インダクタ T の有無によって共振に寄与するインダクタンスが変化しないことが要因であると考えられる。

4. まとめ

本レターでは、結合インダクタを用いて共振 CW 回路の出力電圧リップルを抑制できることを明らかにした。今後は、負荷特性の検討を行なう予定である。

文 献

- (1) J.D. Cockcroft and E.T.S. Walton: “Experiments with High Velocity Positive Ions. (I)”, Proc. Royal Soc. Lond. A, Vol.136, No.830, pp.619–630 (1932)
- (2) E. Everhart and P. Lorrain: “The Cockcroft-Walton Voltage Multiplying Circuit”, Rev. Sci. Instrum., Vol.24, No.3, pp.221–226 (1953)
- (3) A. Isoya: “3. Cockcroft-Walton Accelerator”, Radioisotopes, Vol.44, No.2, pp.145–150 (1995) (in Japanese)
- (4) M. Minami, T. Ito, et al.: “Boost Ratio and Power Factor Improvement in Cockcroft-Walton Circuit with Diode Junction Capacitor”, IEEJ Journal. IA, Vol.136, No.12, pp.991–996 (2016) (in Japanese)
- (5) 野村優貴, 他: 「ダイオード接合容量の電圧依存性が Cockcroft-Walton 回路の電圧効率に与える影響に関する一考察」, 平 31 電全大 (2019)